

基于扩张 PCHD 模型的永磁同步电机无源控制

吴春, 齐蓉, 高峰

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710072)

摘要: 针对常规无源控制器在受到外部常值干扰和输入常值干扰的情况下系统会出现静差的问题, 设计加入积分反馈来消除上述干扰所引起的静差. 建立永磁同步电机受扰的端口受控耗散哈密顿系统模型 (PCHD), 采用互联和阻尼分配无源控制方法, 同时加入积分比例动态反馈, 设计了永磁同步电机的速度控制器, 以保证闭环扩张系统依然具有 PCHD 模型形式, 使系统稳定于期望平衡点. 最后通过仿真结果表明了所提出的控制策略的有效性.

关键词: 无源控制; 端口受控耗散哈密顿系统; 永磁同步电机; 积分控制

中图分类号: TM351

文献标志码: A

Passivity-based control of permanent-magnet synchronous motor based on extended PCHD

WU Chun, QI Rong, GAO Feng

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China. Correspondent: WU Chun, E-mail: wuchun26@163.com)

Abstract: To overcome the problem of steady-state error when the conventional passivity control is applied to the system with constant external disturbances and constant input disturbance, the integral feedback is designed to eliminate steady-state error due to the disturbance. The Port-controlled Hamiltonian system with dissipation(PCHD) model of permanent-magnet synchronous motor(PMSM) with disturbance is established. The method of interconnection and damping assignment passivity-based control(IDA-PBC) is used, the integral and proportion action is added, and a speed regulation control is designed for PMSM, so that the closed extended system still preserves the PCHD form, while the system outputs can stable at the expectations equilibrium point. Finally, simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Key words: passivity-based control; PCHD; permanent-magnet synchronous motor; integral control

0 引言

永磁同步电机以其无转子励磁、效率高、高转矩转动惯量比等优点而广泛应用于现代交流伺服系统. 但是, 当系统受到外部干扰和系统参数摄动影响时, 常规的线性控制方法会使控制效果变差. 针对永磁同步电机这类多变量、强耦合的非线性系统, 许多先进的非线性控制理论(如滑模控制^[1]、反馈线性化控制^[2]、反步法^[3]、自抗扰控制^[4]、预测控制^[5]等)已经得到广泛研究并取得了许多成果. 无源控制理论作为新型的非线性系统分析和设计方法, 由墨西哥学者 Ortega 等^[6]于 1989 年提出, 并将其应用于机械臂控制, 取得了非常好的效果. 随后几十年, 无源控制因其具有良好的物理解释和全局收敛特性, 引起了控制界的广泛重视, 尤其在机器人^[6]、功率变换器^[7]、电机控

制^[8-11]等领域得到了广泛应用. 上述系统都可以表示成端口受控耗散哈密顿模型 (PCHD). PCHD 模型揭示了系统能量平衡关系和内部互联结构关系, 因而非常适合与无源控制理论结合对系统进行能量分析和控制器设计. 对其通过互联和阻尼分配无源控制 (IDA-PBC) 所设计的控制器物理意义明晰, 具有全局收敛特性, 并以期望的速度收敛于系统的平衡点^[11-12].

实际系统会存在各种未知的外部干扰, 如果无源控制器设计中未对这些干扰进行处理, 则干扰的出现会使系统偏离平衡点, 出现静差^[12]. 传统消除干扰的方法有采用干扰观测器对干扰进行观测并补偿^[8-11], 还可以采用 L_2 干扰抑制方法将干扰对系统的影响抑制到一定的水平内^[11,13]. 文献 [14] 将积分动态反馈引入系统, 以消除外部干扰的影响, 并将其用于 PMSM

收稿日期: 2013-05-08; 修回日期: 2013-07-15.

基金项目: 高等学校博士学科点专项科研项目(20106102110032).

作者简介: 吴春(1987-), 男, 博士生, 从事高精度伺服技术、智能控制理论的研究; 齐蓉(1962-), 女, 教授, 博士生导师, 从事电机控制技术、故障诊断技术等研究.

的速度控制器设计,但文中只是针对外部负载转矩干扰给出了抑制方法.然而,实际中由于直流母线侧的电压波动引起的输入电压干扰,将导致系统部分状态偏离期望平衡点.

本文针对加入常值电压干扰和常值负载转矩干扰的永磁同步电机的 PCHD 模型,设计了一种积分比例动态反馈的方法来抑制这些干扰.比例作用的加入可以加快系统的收敛速度,改善动态性能,同时对系统部分状态做非线性坐标变换,使扩张闭环系统依然保持 PCHD 模型形式^[4],从而保证所设计的控制器具有全局收敛的特性,使系统的各个状态在上述干扰的影响下依然可以稳定于期望平衡点.

1 加入积分比例作用的扩张 PCHD

1.1 无干扰 PCHD 模型的 IDA-PBC 控制器设计

现实中,实际物理系统可以直接或通过状态反馈转化为如下的 PCHD 模型(其能量特性可从中直观地看出来):

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = [\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})] \frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{u} + \boldsymbol{d}, \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{g}^T(\boldsymbol{x}) \frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}). \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\boldsymbol{x} \in R^n$ 为系统状态变量; $\boldsymbol{u} \in R^{m_1}$ 和 $\boldsymbol{y} \in R^{m_2}$ 分别为输入和输出变量; $H(\boldsymbol{x}): R^n \rightarrow R_+$ 表示系统的哈密顿函数,可作为该系统的能量函数;反对称结构矩阵 $\boldsymbol{J} = -\boldsymbol{J}^T$ 反映系统内的结构互联;对称半正定耗散矩阵 $\boldsymbol{R} = \boldsymbol{R}^T \geq 0$ 反映系统的阻尼特性;输入矩阵 $\boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})$ 反映系统的端口特性; \boldsymbol{d} 为系统的干扰.

$$\begin{aligned} \dot{H}(t) &= \left[\frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) \right]^T [\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})] \frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) = \\ & - \left[\frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) \right]^T \boldsymbol{R}(\boldsymbol{x}) \frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) \leq 0. \end{aligned} \quad (2)$$

系统在耗散矩阵 $\boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})$ 的影响下,将稳定于能量函数 $H(\boldsymbol{x})$ 的极小值点,但该极小值点往往不是期望的平衡点 \boldsymbol{x}^* .采用 IDA-PBC 方法,对式(1)进行反馈镇定,使闭环系统表示为

$$\dot{\boldsymbol{x}} = [\boldsymbol{J}_d(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{R}_d(\boldsymbol{x})] \frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}). \quad (3)$$

式中: $\boldsymbol{J}_d(\boldsymbol{x}) = -\boldsymbol{J}_d(\boldsymbol{x})^T$ 表示期望结构矩阵; $\boldsymbol{R}_d(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{R}_d(\boldsymbol{x})^T \geq 0$ 表示期望耗散矩阵; $H_d(\boldsymbol{x})$ 表示期望的能量函数,该期望的能量函数在 \boldsymbol{x}^* 处有极小值.

定理 1 给定 $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x})$ 、 $\boldsymbol{R}(\boldsymbol{x})$ 、 $H(\boldsymbol{x})$ 、 $\boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})$ 和期望稳定平衡点 \boldsymbol{x}^* ,假设能找到 $\boldsymbol{J}_a(\boldsymbol{x})$ 、 $\boldsymbol{R}_a(\boldsymbol{x})$ 、 $\boldsymbol{u} = \boldsymbol{\beta}(\boldsymbol{x})$ 满足

$$\boldsymbol{J}_d(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{J}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{J}_a(\boldsymbol{x}) = -(\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{J}_a(\boldsymbol{x}))^T, \quad (4)$$

$$\boldsymbol{R}_d(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{R}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{R}_a(\boldsymbol{x}) = (\boldsymbol{R}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{R}_a(\boldsymbol{x}))^T \geq 0, \quad (5)$$

并存存在矢量函数 $K(\boldsymbol{x})$ 满足

$$[\boldsymbol{J}_d(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{R}_d(\boldsymbol{x})]K(\boldsymbol{x}) =$$

$$-[\boldsymbol{J}_a(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{R}_a(\boldsymbol{x})] \frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{\beta}(\boldsymbol{x}), \quad (6)$$

且同时满足以下 3 个条件:

$$\begin{cases} \frac{\partial K}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) = \left(\frac{\partial K}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) \right)^T, \\ \boldsymbol{K}(\boldsymbol{x}^*) = -\frac{\partial H}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}^*), \\ \frac{\partial K}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}^*) > -\frac{\partial^2 H}{\partial \boldsymbol{x}^2}(\boldsymbol{x}^*), \end{cases} \quad (7)$$

则系统(1)在 $\boldsymbol{u} = \boldsymbol{\beta}(\boldsymbol{x})$ 的条件下具有如式(3)所示的 PCHD 的形式,且新的能量函数

$$H_d(\boldsymbol{x}) = H(\boldsymbol{x}) + H_a(\boldsymbol{x}), \quad \frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{K}(\boldsymbol{x}), \quad (8)$$

系统在 \boldsymbol{x}^* 点处是局部稳定的.如果闭环系统满足

$$\left\{ \boldsymbol{x} \in R^n \mid \left[\frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) \right]^T \boldsymbol{R}_d(\boldsymbol{x}) \frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) = 0 \right\}, \quad (9)$$

则最大不变集为 $\{\boldsymbol{x}^*\}$,且 \boldsymbol{x}^* 是全局渐近稳定点^[10-11].

1.2 加入积分比例动态反馈抑制干扰

现在考虑加入干扰的情况,即 $\boldsymbol{d} \neq \mathbf{0}$.依据定理 1,给定平衡点 \boldsymbol{x}^* ,设计 $\boldsymbol{u} = \boldsymbol{\beta}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{\nu}$, $\boldsymbol{J}_a(\boldsymbol{x})$, $\boldsymbol{R}_a(\boldsymbol{x})$, 闭环系统可以表示为

$$\dot{\boldsymbol{x}} = [\boldsymbol{J}_d(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{R}_d(\boldsymbol{x})] \frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{\nu} + \boldsymbol{d}. \quad (10)$$

依据系统输入变量对状态的作用情况

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{x}}_1 \\ \dot{\boldsymbol{x}}_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_{d_1} - \boldsymbol{R}_{d_1} & \boldsymbol{J}_{d_1h} - \boldsymbol{R}_{d_1h} \\ \boldsymbol{J}_{dh_1} - \boldsymbol{R}_{dh_1} & \boldsymbol{J}_{dh} - \boldsymbol{R}_{dh} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}_1} \\ \frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}_h} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}) \\ 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\nu} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{d}_1 \\ \boldsymbol{d}_h \end{bmatrix}, \quad (11)$$

可以将状态分为两类:输入直接作用于状态的变量,称为相对阶为 1 的变量,如式(11)中的 $\boldsymbol{x}_1 \in R^{n_1}$;输入间接作用于状态的变量,称为高相对阶变量,如式(11)中的 $\boldsymbol{x}_h \in R^{n_h}$ ^[14]. $\boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}) \in R^{n_1 \times n_1}$ 可逆, $\boldsymbol{\nu} \in R^{n_1}$ 为新的输入向量.在式(11)的 PCHD 模型中加入外部干扰,同样可以根据与输入作用的影响分为匹配干扰 $\boldsymbol{d}_1 \in R^{n_1}$ 和非匹配干扰 $\boldsymbol{d}_h \in R^{n_h}$ ^[14].同时,该系统为欠驱动系统,即系统控制量的数目(n_1)少于系统自由度($n_1 + n_h$).在上述受干扰 PCHD 模型中加入期望输出的积分作用可以增强系统的鲁棒性,消除由于外部干扰和系统的测量噪声所引起的系统稳态误差^[14].加入积分作用,通过坐标变换后扩张闭环系统依然可以保持 PCHD 模型,从而可以保证闭环系统的稳定性.下面分别采用积分、比例反馈对匹配干扰和非匹配干扰进行抑制,以使闭环系统在受扰的情况下依然稳定于期望的平衡点.

1.2.1 非匹配干扰抑制

对于非匹配干扰 \boldsymbol{d}_h 的抑制,设系统的输出为

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{y}_1 \\ \boldsymbol{y}_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}_1} \\ \frac{\partial H_d}{\partial \boldsymbol{x}_h} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

且可以通过测量得到.令 $\boldsymbol{\nu} = \boldsymbol{\nu}_u(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{\nu}_m(\boldsymbol{x})$, $\boldsymbol{\nu}_u(\boldsymbol{x})$ 表

示补偿非匹配常值干扰 \mathbf{d}_h 的输入分量, $\boldsymbol{\nu}_m(\mathbf{x})$ 表示补偿匹配常值干扰 \mathbf{d}_1 的输入分量. 如果存在两个非线性映射 $\boldsymbol{\psi}: R^{n_1} \times R^{n_h} \times R^{n_h} \rightarrow R^{n_1}$ 和 $\hat{\boldsymbol{\nu}}_u$, 满足

$$\text{rank}\left\{\frac{\partial \boldsymbol{\psi}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_h, \boldsymbol{\zeta})}{\partial \mathbf{x}_1}\right\} = n_1, \quad (13)$$

$$\dot{\mathbf{y}}_h = \frac{\partial^2 H_d}{\partial \mathbf{x}_h^2} \dot{\mathbf{x}}_h = \mathbf{0}, \quad (14)$$

则加入比例积分作用

$$\boldsymbol{\zeta} = \mathbf{K}_{Iu} \int_0^t \mathbf{y}_h dt + \mathbf{K}_{Pu} \mathbf{y}_h, \quad (15)$$

$$\boldsymbol{\nu}_u = \hat{\boldsymbol{\nu}}_u(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_h, \boldsymbol{\zeta}). \quad (16)$$

式中: $\boldsymbol{\zeta}$ 为系统输出的积分比例扩张项, \mathbf{K}_{Iu} 、 \mathbf{K}_{Pu} 分别为积分、比例系数. 本文在扩张项中加入积分项, 用来消除稳态误差; 加入比例项, 用来加快误差收敛速度. 而文献[14]中仅加入了积分项. 同时采用非线性坐标变换 $\mathbf{z}_1 = \boldsymbol{\psi}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_h, \boldsymbol{\zeta})$, $\mathbf{z}_2 = \mathbf{x}_h$, $\mathbf{z}_3 = \boldsymbol{\zeta}$, 对 $\mathbf{z}_3 = \boldsymbol{\zeta}$ 两边求导, 利用式(14), 有

$$\dot{\mathbf{z}}_3 = \dot{\boldsymbol{\zeta}} = \mathbf{K}_{Iu} \mathbf{y}_h + \mathbf{K}_{Pu} \frac{\partial^2 H_d}{\partial \mathbf{x}_h^2} \dot{\mathbf{x}}_h = \mathbf{K}_{Iu} \mathbf{y}_h. \quad (17)$$

闭环系统可以表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}}_1 \\ \dot{\mathbf{z}}_2 \\ \dot{\mathbf{z}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{d_1} - \mathbf{R}_{d_1} & \mathbf{J}_{d_1 h} - \mathbf{R}_{d_1 h} & \mathbf{0} \\ \mathbf{J}_{d h_1} - \mathbf{R}_{d h_1} & \mathbf{J}_{d h} - \mathbf{R}_{d h} & -\mathbf{K}_{Iu} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_{Iu} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_1} \\ \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_2} \\ \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \boldsymbol{\nu}_m + \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

式中能量函数

$$H_{dh}(\mathbf{z}) = H_d(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2) + (\mathbf{z}_3 - \mathbf{d}_h)^T \mathbf{K}_{Iu}^{-1} (\mathbf{z}_3 - \mathbf{d}_h) / 2. \quad (19)$$

可以看到, 加入积分比例作用后扩张闭环系统依然可以写成 PCHD 的模型形式. 当 $\boldsymbol{\nu}_m = \mathbf{0}$, $\mathbf{d}_1 = \mathbf{0}$ 时, 系统最终将稳定于系统能量函数的最小值点 $\mathbf{z}_h^* = (\mathbf{x}_1^*, \mathbf{x}_h^*, \mathbf{d}_h)$, 即 $\left. \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}} \right|_{(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \mathbf{z}_3) = (\mathbf{x}_1^*, \mathbf{x}_h^*, \mathbf{d}_h)} = \mathbf{0}$.

对式 $\mathbf{z}_2 = \mathbf{x}_h$ 两边求导, 可得

$$\begin{aligned} & (\mathbf{J}_{d h_1} - \mathbf{R}_{d h_1}) \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_1} + \\ & (\mathbf{J}_{d h} - \mathbf{R}_{d h}) \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_2} - \mathbf{K}_{Iu} \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_3} = \\ & (\mathbf{J}_{d h_1} - \mathbf{R}_{d h_1}) \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}_1} + (\mathbf{J}_{d h} - \mathbf{R}_{d h}) \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}_h} + \mathbf{d}_h. \end{aligned} \quad (20)$$

通过求解式(20), 可以求得 $\mathbf{z}_1 = \boldsymbol{\psi}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_h, \boldsymbol{\zeta})$.

定理 2 考虑 PCHD 模型(11), 现假设系统 $\boldsymbol{\nu}_m = \mathbf{0}$, $\mathbf{d}_1 = \mathbf{0}$, 且系统输入 $\boldsymbol{\nu}_u(\mathbf{x})$ 满足

$$(\mathbf{J}_{d_1} - \mathbf{R}_{d_1}) \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_1} + (\mathbf{J}_{d_1 h} - \mathbf{R}_{d_1 h}) \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_2} =$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial \boldsymbol{\psi}}{\partial \mathbf{x}_1} \left[(\mathbf{J}_{d_1} - \mathbf{R}_{d_1}) \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}_1} + (\mathbf{J}_{d_1 h} - \mathbf{R}_{d_1 h}) \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}_h} \right] + \\ & \frac{\partial \boldsymbol{\psi}}{\partial \mathbf{x}_h} \dot{\mathbf{x}}_h + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}}{\partial \boldsymbol{\zeta}} \dot{\boldsymbol{\zeta}}, \end{aligned} \quad (21)$$

则通过坐标变换, 可将反馈闭环系统写成式(18)的扩张目标 PCHD 模型. 已知 $\mathbf{g}_1(\mathbf{x})$ 可逆, 式(13)表明 $\partial \boldsymbol{\psi} / \partial \mathbf{x}_1$ 可逆, 则由式(21)可解得输入 $\boldsymbol{\nu}_u(\mathbf{x})$.

证明 对非线性坐标变换 3 个式子左右两边求关于时间的导数, 再分别利用等式条件(20)、(21)和(17)就可以直接推出如式(18)所示的期望扩张目标 PCHD. \square

1.2.2 匹配干扰抑制

现考虑在扩张 PCHD 模型(18)的基础上再通过求解 $\boldsymbol{\nu}_m$ 来抑制外部常值匹配干扰 \mathbf{d}_1 对系统的影响, 方法与非匹配干扰的处理类似. 选取

$$\mathbf{z}_4 = \mathbf{K}_{Im} \int_0^t \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_1} dt + \mathbf{K}_{Pm} \frac{\partial H_{dh}}{\partial \mathbf{z}_1}, \quad (22)$$

$$\boldsymbol{\nu}_m(\mathbf{x}) = -\mathbf{g}_1^{-1}(\mathbf{x}) \mathbf{z}_4, \quad (23)$$

且满足 $\partial^2 H_{dh_1} / \partial \mathbf{z}_1^2 = \mathbf{0}$, 则闭环系统可以写成

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}}_1 \\ \dot{\mathbf{z}}_2 \\ \dot{\mathbf{z}}_3 \\ \dot{\mathbf{z}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{d_1} - \mathbf{R}_{d_1} & \mathbf{J}_{d_1 h} - \mathbf{R}_{d_1 h} & \mathbf{0} & -\mathbf{K}_{Im} \\ \mathbf{J}_{d h_1} - \mathbf{R}_{d h_1} & \mathbf{J}_{d h} - \mathbf{R}_{d h} & -\mathbf{K}_{Iu} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_{Iu} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{K}_{Im} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{\partial H_{dh_1}}{\partial \mathbf{z}_1} \\ \frac{\partial H_{dh_1}}{\partial \mathbf{z}_2} \\ \frac{\partial H_{dh_1}}{\partial \mathbf{z}_3} \\ \frac{\partial H_{dh_1}}{\partial \mathbf{z}_4} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

$$H_{dh_1}(\mathbf{z}) = H_{dh}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \mathbf{z}_3) + (\mathbf{z}_4 - \mathbf{d}_1)^T \mathbf{K}_{Im}^{-1} \times (\mathbf{z}_4 - \mathbf{d}_1) / 2. \quad (25)$$

系统将稳定于 $H_{dh_1}(\mathbf{z})$ 的极小值点 $\mathbf{z}_{h_1}^* = (\mathbf{x}_1^*, \mathbf{x}_h^*, \mathbf{d}_h, \mathbf{d}_1)$.

证明 将式(23)代入(18), 并加入扩张状态 \mathbf{z}_4 即可得到式(24)的期望扩张目标 PCHD 模型. \square

从上述推导可以看出, 设计的控制器

$$\mathbf{u} = \boldsymbol{\beta}(\mathbf{x}) + \boldsymbol{\nu}_u(\mathbf{x}) + \boldsymbol{\nu}_m(\mathbf{x}), \quad (26)$$

使整个闭环系统具有期望扩张 PCHD 形式, 从而可以保证系统的全局收敛特性, 而且对于匹配干扰和非匹配干扰都能得到很好的抑制, 消除稳态误差, 增强系统鲁棒性.

下面将利用上述结论设计 PMSM 的鲁棒无源速度控制器.

2 PMSM 鲁棒无源控制器设计

2.1 PMSM 的 PCHD 模型描述

假设磁路不饱和, 空间磁场呈正弦分布, 忽略磁滞和涡流损耗, 并考虑由于直流侧电压波动而引入的输入电压干扰, 在 d - q 旋转坐标系下, 建立永磁同步电机的数学模型为

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + P\omega L_q i_q + u_d + \Delta u_d, \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - P\omega(L_d i_d + \psi_f) + u_q + \Delta u_q, \\ J \frac{d\omega}{dt} = P[(L_d - L_q)i_d i_q + \psi_f i_q] - B\omega - T_L. \end{cases} \quad (27)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 L_d 、 L_q 、 Δu_d 、 Δu_q 分别为定子 d 、 q 轴电压、电流、电感、电压干扰, ψ_f 为转子永磁体磁链, R_s 为定子电阻, T_L 为负载转矩, J 为转子转动惯量, P 为电机极对数, ω 为转子机械角速度, B 为摩擦粘滞系数. 将式 (27) 表示成式 (1) 所示的 PCHD 模型, 其中

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [L_d i_d \quad L_q i_q \quad J\omega]^T, \\ \mathbf{d} &= [\Delta u_d \quad \Delta u_q \quad -T_L]^T, \\ H(\mathbf{x}) &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} x_2^2 + \frac{1}{J} x_3^2 \right), \\ \mathbf{u} &= [u_d \quad u_q]^T, \\ \mathbf{J}(\mathbf{x}) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & px_2 \\ 0 & 0 & -p(x_1 + \psi_f) \\ -px_2 & p(x_1 + \psi_f) & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{R}(\mathbf{x}) &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & B \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

2.2 控制目标

通过设计控制输入 (26), 使系统稳定于期望平衡点 $\mathbf{x}^* = [0 \quad L_q(B\omega^* + T_L)/(P\psi_f) \quad J\omega^*]^T$, 加入的积分作用可以消除电压干扰和负载转矩干扰对系统稳态性能的影响.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_d(\mathbf{x}) + \nu_{du}(\mathbf{x}) + \nu_{dm}(\mathbf{x}) \\ \beta_q(\mathbf{x}) + \nu_{qu}(\mathbf{x}) + \nu_{qm}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}. \quad (28)$$

式中: $\beta_d(\mathbf{x})$ 和 $\beta_q(\mathbf{x})$ 为不考虑干扰时系统的状态反馈输入, $\nu_{du}(\mathbf{x})$ 和 $\nu_{qu}(\mathbf{x})$ 为抑制不匹配干扰的积分、比例输入, $\nu_{dm}(\mathbf{x})$ 和 $\nu_{qm}(\mathbf{x})$ 为抑制匹配干扰的积分、比例输入.

2.3 设计步骤

Step 1 求 $\beta_d(\mathbf{x})$ 和 $\beta_q(\mathbf{x})$. 假设 $\Delta u_d = 0$, $\Delta u_q = 0$, $T_L = 0$, 设计 $\beta_d(\mathbf{x})$ 和 $\beta_q(\mathbf{x})$, 使系统稳定于期望平衡点

$$\mathbf{x}^* = [x_1^* \quad x_2^* \quad x_3^*]^T = [0 \quad L_q B\omega^*/(P\psi_f) \quad J\omega^*]^T.$$

选取

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & PL_0 x_3 & 0 \\ -PL_0 x_3 & 0 & -p\psi_f \\ 0 & p\psi_f & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} R_s + r_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_s + r_2 & 0 \\ 0 & 0 & B + b \end{bmatrix},$$

式中 $L_0 = L_q/J$. 利用定理 1 可以求得

$$\begin{aligned} H_a(\mathbf{x}) &= \\ & \frac{\gamma}{2\psi_f} x_1 x_2^2 + \frac{b}{JP\psi_f} \left[\frac{(B+b)x_2^2}{2P\psi_f} + x_2 x_3 \right] + \\ & k_1 x_1^2 + k_2 x_1 + k_3 [(B+b)x_2 + P\psi_f x_3]^2 + \\ & k_4 [(B+b)x_2 + P\psi_f x_3]. \end{aligned}$$

式中: $\gamma = (L_d - L_q)/(L_d L_q)$; $r_1, r_2, b \in R$; $k_1 \in R$, $k_2 = \gamma(x_2^*)^2/(2\psi_f)$, $k_3 = -b/(2(B+b)JP^2\psi_f^2)$, $k_4 = -Bx_3^*/((B+b)JP\psi_f)$ 为增加的阻尼系数. 由式 (6) 可以得到

$$\mathbf{K}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} K_1(\mathbf{x}) \\ K_2(\mathbf{x}) \\ K_3(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma(x_2^2 - (x_2^*)^2)/2\psi_f + 2k_1 x_1 \\ \gamma x_1 x_2 / \psi_f - x_2^*/L_q \\ (-bx_3 - Bx_3^*)/[(B+b)J] \end{bmatrix}.$$

解得

$$\begin{aligned} \beta_d(\mathbf{x}) &= -(R_s + r_1)K_1 + PL_0 x_3 K_2 + \\ & P \left(\frac{L_0}{L_q} - \frac{1}{J} \right) x_2 x_3 - r_1 \frac{x_1}{L_d}, \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \beta_q(\mathbf{x}) &= -PL_0 x_3 K_1 - (R_s + r_2)K_2 - P\psi_f K_3 - \\ & P \left(\frac{L_0}{L_d} - \frac{1}{J} \right) x_1 x_3 - r_2 \frac{x_2}{L_q}. \end{aligned} \quad (30)$$

加入 $\beta_d(\mathbf{x})$ 、 $\beta_q(\mathbf{x})$ 反馈后, 闭环系统可以改写成

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \\ & \begin{bmatrix} -(R_s + r_1) & PL_0 x_3 & 0 \\ -PL_0 x_3 & -(R_s + r_2) & -p\psi_f \\ 0 & p\psi_f & -(B+b) \end{bmatrix} \times \\ & \begin{bmatrix} \partial H_d / \partial x_1 \\ \partial H_d / \partial x_2 \\ \partial H_d / \partial x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nu_{du}(\mathbf{x}) + \nu_{dm}(\mathbf{x}) \\ \nu_{qu}(\mathbf{x}) + \nu_{qm}(\mathbf{x}) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \\ -T_L \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (31)$$

$$H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x}). \quad (32)$$

Step 2 求 $\nu_{du}(\mathbf{x})$, $\nu_{qu}(\mathbf{x})$, 消除负载转矩干扰的影响. 利用定理 2, 由式 (20) 和 (21) 可以解得

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1, \quad z_2 = x_2 + L_q z_4 / [P(\psi_f + \gamma L_q x_1)], \\ z_3 &= x_3, \quad z_4 = K_{Iu} \int_0^t \frac{\partial H_d}{\partial x_3}(x) dt + K_{Pu} \frac{\partial H_d}{\partial x_3}(x), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \nu_{du}(\mathbf{x}) &= L_0 z_3 z_4 / \psi_f, \\ \nu_{qu}(\mathbf{x}) &= \frac{L_q^2 P \gamma z_4 \dot{x}_1 - L_q P (\psi_f + \gamma L_q x_1) \dot{z}_4}{[P(\psi_f + \gamma L_q x_1)]^2} - \\ &\quad \frac{(R_s + r_2)}{P \psi_f} z_4. \end{aligned}$$

加入 $\nu_{du}(\mathbf{x})$, $\nu_{qu}(\mathbf{x})$, 闭环系统可以改写成

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \\ \dot{z}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_s + r_1) & PL_0 z_3 & 0 & 0 \\ -PL_0 z_3 & -(R_s + r_2) & -P\psi_f & 0 \\ 0 & P\psi_f & -(B + b) & -K_{Iu} \\ 0 & 0 & K_{Iu} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \partial H_{dh} / \partial z_1 \\ \partial H_{dh} / \partial z_2 \\ \partial H_{dh} / \partial z_3 \\ \partial H_{dh} / \partial z_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nu_{dm}(\mathbf{z}) \\ \nu_{qm}(\mathbf{z}) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (33)$$

$$H_{dh}(\mathbf{z}) = H_d(z_1, z_2, z_3) + K_{Iu}^{-1}(z_4 + T_L)^2 / 2. \quad (34)$$

Step 3 求 $\nu_{dm}(\mathbf{z})$, $\nu_{qm}(\mathbf{z})$. 由 1.2.2 节分析可得

$$z_5 = K_{Iqm} \int_0^t \frac{\partial H_{dh}}{\partial x_2} dt + K_{Pqm} \frac{\partial H_{dh}}{\partial x_2},$$

$$z_6 = K_{Idm} \int_0^t \frac{\partial H_{dh}}{\partial x_1} dt + K_{Pdm} \frac{\partial H_{dh}}{\partial x_1},$$

$$\nu_{dm}(\mathbf{z}) = -z_6, \quad \nu_{qm}(\mathbf{z}) = -z_5,$$

则闭环系统可以表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \\ \dot{z}_4 \\ \dot{z}_5 \\ \dot{z}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_s + r_1) & PL_0 z_3 & 0 \\ -PL_0 z_3 & -(R_s + r_2) & -P\psi_f \\ 0 & P\psi_f & -(B + b) \\ 0 & 0 & K_{Iu} \\ 0 & K_{Iqm} & 0 \\ K_{Idm} & 0 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & -K_{Idm} \\ 0 & -K_{Iqm} & 0 \\ -K_{Iu} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial H_{dh_1} / \partial z_1 \\ \partial H_{dh_1} / \partial z_2 \\ \partial H_{dh_1} / \partial z_3 \\ \partial H_{dh_1} / \partial z_4 \\ \partial H_{dh_1} / \partial z_5 \\ \partial H_{dh_1} / \partial z_6 \end{bmatrix}, \quad (35)$$

$$H_{dh_1}(\mathbf{z}) = H_{dh}(\mathbf{z}) + K_{Idm}^{-1}(z_6 - \Delta u_d)^2 / 2 +$$

$$K_{Iqm}^{-1}(z_5 - \Delta u_q)^2 / 2. \quad (36)$$

因此, 总的控制输入如式 (28) 所示.

2.4 仿真研究

采用文献 [14] 中永磁同步电机参数: $R_s = 1.5 \Omega$, $L_d = L_q = 1.2 \times 10^{-3} \text{ H}$, $J = 1.08 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $\psi_f = 0.199 \text{ Wb}$, $P = 2$, $B = 0.86 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m/s}$. 控制器参数: $k_1 = 10$, $r_1 = r_2 = b = 0$, $K_{Iu} = 2$, $K_{Pu} = 0.05$, $K_{Idm} = 20$, $K_{Pdm} = 5$, $K_{Iqm} = 10$, $K_{Pqm} = 3$.

现将本文设计的控制方法 (method 2) 与文献 [14] 设计的控制方法 (method 1) 进行比较. 文献 [14] 中只考虑了负载转矩的干扰, 并且所设计的输入项中只有积分作用. 图 1 为本文所设计的 PMSM 鲁棒无源速度控制结构框图.

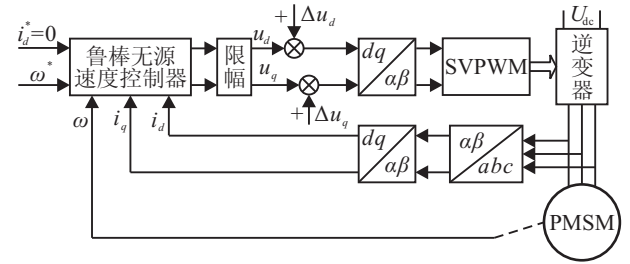


图 1 PMSM 鲁棒无源速度控制结构

系统在 2~6s 之间加入 10V 的阶跃直流电压干扰, 如图 2 所示; 在 2~4s 之间加入 10V 阶跃交轴电压干扰, 如图 3 所示; 在 1~8s 之间加入阶跃 2N·m 的负载转矩, 如图 4 所示. 图 2 和图 3 为电压干扰估计, 可以看出交直轴电压间存在耦合, 但无论在何种干扰情况下, 系统都能准确地估计出交直轴电压干扰. 图 4 为负载转矩估计, 可以看出, 方法 2 在电压干扰存在情况下能很好地跟踪负载转矩, 而方法 1 存在静差, 在电压干扰消失后才能够消除静差. 图 5 表明, 没有加入积分作用且未对干扰做处理的无源控制, 在干扰存在的情况下将产生静差, 方法 1 和方法 2 都能准确跟踪速度给定, 但方法 2 动态响应速度快, 在干扰存在的情况下速度波动明显小于方法 1. 图 6 表明, 方法 2 在存在各种干扰的情况下, 直轴电流最终都能跟踪上期望的 0 值, 而方法 1 由于只有负载转矩干扰抑制, 无法跟踪上直轴电流给定. 图 7 表明, 方法 1 和方法 2 都能很好地跟踪交轴电流给定, 这是因为交轴电流决定电磁转矩, 电磁转矩在稳态时等于负载转矩与摩擦转矩

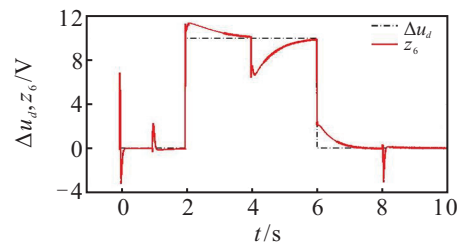


图 2 直轴电压干扰估计

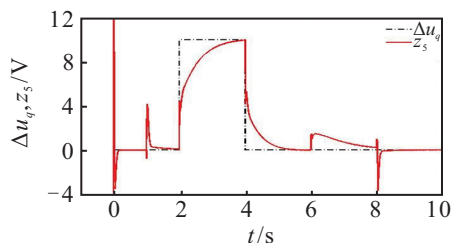


图3 交轴电压干扰估计

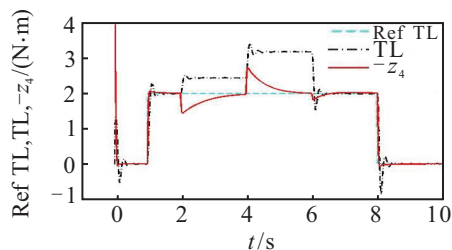


图4 负载转矩估计

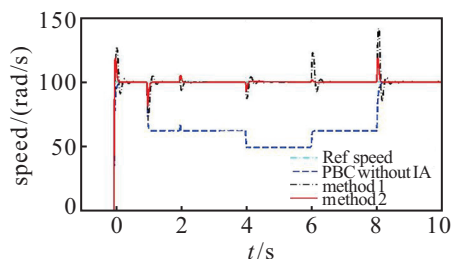


图5 速度跟踪曲线

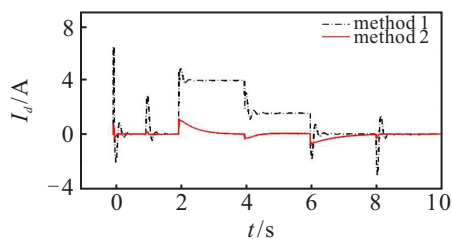


图6 直轴电流响应曲线

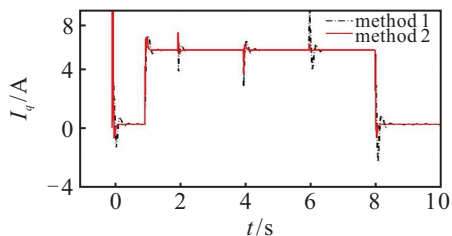


图7 交轴电流响应曲线

之和, 仿真中加入的是常值负载转矩, 因此交轴电流稳定时将是常值, 同样也可以看出电流在干扰存在的情况下, 方法2的波动明显小于方法1.

3 结论

本文针对存在匹配和非匹配常值干扰的PCHD模型系统, 设计了一种抗干扰的无源控制策略, 通过加入积分比例作用动态消除干扰影响, 并使扩张系统依然保持了PCHD的特性. 所设计的控制器物理意义清晰、全局稳定, 增强了系统的鲁棒性. 将所提出的方法应用于永磁同步电机速度控制, 其仿真结果表明,

转速和电流对于电压和负载转矩干扰具有强鲁棒性, 动态响应快, 稳态无静差.

参考文献(References)

- [1] Utkin V. Sliding mode control design principles and applications to electrical drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1993, 40(2): 23-36.
- [2] Grear B, Cafuta P, Znidaric M, et al. Nonlinear control of synchronous servo drive[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 1996, 4(2): 177-184.
- [3] Carroll J J, Dawson D M. Tracking control of permanent magnet brushless dc motors using partial state feedback[C]. IEEE Conf Control Applications. Vancouver, 1993: 147-152.
- [4] Preindl M, Schartz E. Sensorless model predictive direct current control using novel second-order PLL observer for PMSM drive systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 4087-4095.
- [5] Li S H, Liu Z G. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3050-3059.
- [6] Ortega R, Spang M W. Adaptive motion control of rigid robots: A tutorial[J]. Automatica, 1989, 25(6): 877-888.
- [7] Berghuis H, Nijmeijer. A passivity approach to controller-observer design for robots[J]. IEEE Trans on Robotics and Automation, 1993, 9(6): 740-754.
- [8] Rodriguez H, Ortega R, Escobar G, et al. A robustly stable output feedback saturated controller for the boost DC-to-DC converter[J]. Systems and Control Letters, 2000, 40(1): 1-8.
- [9] Gokdere L U, Simaan M A. A passivity-based method for induction motor control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1997, 44(5): 688-695.
- [10] Petrovic V, Ortega R, Stankovic A. Interconnection and damping assignment approach to control of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2001, 9(6): 811-820.
- [11] 于海生. 交流电机的能量成型与非线性控制研究[D]. 济南: 山东大学控制科学与工程学院, 2006. (Yu H S. The research of energy shaping and nonlinear control of AC motors[D]. Ji'nan: School of Control Science and Engineering, Shandong University, 2006.)
- [12] Ortega R, Garcia-Canseco E. Interconnection and damping assignment passivity-based control: A survey[J]. European J of Control, 2004, 10(5): 432-450.
- [13] Shen T L, Ortega R, Lu Q, et al. Adaptive L_2 disturbance attenuation of Hamiltonian systems with parametric perturbation and application to power systems[J]. Asian J of Control, 2003, 5(1): 143-152.
- [14] Donaire A, Junco S. On the addition of integral action to port controlled Hamiltonian systems[J]. Automatica, 2009, 45(8): 1910-1916. (责任编辑: 曹洪武)